

WO 01/99302 A1



Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) Zusammenfassung: Eine Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung, wie sie insbesondere in einer Hybrid-Schaltung für DSL-Übertragungssysteme eingesetzt werden kann, umfasst eine Replika (8) zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17). Des weiteren ist eine Schaltung (3, 4) zur Nachbildung des Verhaltens des Übertragers (13) vorgesehen, welche mindestens einen Tiefpass (3, 4) umfasst. Darüber hinaus kann auch eine Replika (9, 10) zur Nachbildung des Verhaltens von Bridge Taps (14) vorgesehen sein, die mindestens einen Bandpass (9, 10) umfasst. Zudem kann eine Replika (19) zur Nachbildung des Verhaltens des Leitungstreibers (1) vorhanden sein.

Beschreibung

Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung

- 5 Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung, welche zur analogen Echounterdrückung für das Empfangssignal einer über einen Übertrager an eine Übertragungsstrecke angeschlossene Kommunikationsvorrichtung vorgesehen ist.
- 10 Bei ISDN- und xDSL-Übertragungssystemen werden die Daten zwischen der Vermittlungsstelle und dem Teilnehmer über ein verdrehtes Leitungsadernpaar übertragen, wobei jede der beiden Leitungsadern gleichzeitig für beide Übertragungsrichtungen, d.h. für die Übertragungsrichtung von
- 15 der Vermittlungsstelle zu dem Teilnehmer und für die Übertragungsrichtung von dem Teilnehmer zu der Vermittlungsstelle, vorgesehen ist. Das an den Leitungsadern anliegende Signal setzt sich somit aus einem Empfangssignalanteil und einem Sendesignalanteil zusammen. Um
- 20 das auch als "Far End Signal" bezeichnete Empfangssignal auf der Teilnehmerseite zu gewinnen, muß das auch als "Near End Echo" bezeichnete Sende- oder Echosignal von dem Gesamtsignal subtrahiert werden. Dies kann zum einen durch eine digital realisierte adaptive Echodämpfung ("Echo Cancelling")
- 25 geschehen. Zum anderen kann dies durch eine sogenannte Hybrid-Schaltung erfolgen, die gleichzeitig eine Zweidraht/Vierdraht-Umsetzung durchführt, um das Sende- und Empfangssignal zu trennen. Hybrid-Schaltungen werden beispielsweise in Telekommunikationsendgeräten verwendet.
- 30 Mögliche Strukturen von bekannten Hybrid-Schaltungen sind beispielsweise in "Telephone Voice Transmission", Winston D. Gayler, Prentice Hall, 1989, beschrieben.

Die Echounterdrückung durch eine Hybrid-Schaltung besitzt

35 zwei wesentliche Vorteile. Zum einen wird das Verhältnis zwischen dem Empfangssignal ("Far End Signal") zum Sende- oder Echosignal ("Near End Echo") um den Grad der

Echounterdrückung, typischerweise um ca. 20 dB, angehoben. Dadurch sind weniger strenge Anforderungen an den Signal-Rausch-Abstand des für die Weiterverarbeitung des Empfangssignals vorgesehenen Analog/Digital-Wandlers erforderlich. Zum anderen ist in herkömmlichen ISDN- oder xDSL-Übertragungssystemen ein digitaler linearer Echokompensator dem Analogteil des Empfangssignalfads nachgeschaltet. Dieser digitale lineare Echokompensator ist nicht in der Lage, nichtlineare Verzerrungen des Sendesignalfades, die sich im Echo wiederfinden, zu kompensieren. Daher muß das Verhältnis zwischen den nichtlinearen Verzerrungen zum eigentlichen Signalanteil im Empfangssignalfad sehr niedrig gehalten werden. Die Echounterdrückung einer Hybrid-Schaltung kann dies unterstützen, da der Anteil des Sendesignals im Empfangssignal und somit die nichtlinearen Verzerrungen reduziert werden.

Das hauptsächliche technische Problem, welches sich bei Hybrid-Schaltungen stellt, ist die genaue Nachbildung des Sendesignals bezogen auf diejenige Stelle im Übertragungssystem, an der die Subtraktion des nachgebildeten Sendesignals vom Gesamtsignal durchgeführt werden soll. Die an einem bestimmten Punkt des Übertragungssystems auftretende Sendespannung hängt wesentlich von der an diesem Punkt gültigen Impedanz der Übertragungsleitung sowie des zur Übertragung vorgesehenen Übertragers ab. Diese Impedanz ist stark veränderlich, da in der Anwendung Leitungen unterschiedlichen Materials, unterschiedlicher Länge und mit oder ohne sogenannte Bridge Taps verwendet werden. Mit dem Begriff "Bridge Tap" werden an die Leitungsadern der Übertragungsleitung angeschlossene Stichleitungen bezeichnet, die für den Anschluß weiterer Teilnehmer vorgesehen sind, jedoch nicht mit einem passenden Wellenwiderstand abgeschlossen sind und daher Reflexionen hervorrufen können. Es stellt sich also das Problem, die Impedanz der Übertragungsleitung und des Übertragers für alle

3

Anwendungsfälle möglichst gut nachzubilden. Für den Fall eines SDSL-Übertragungssystems ("Symmetric Digital Subscriber Line") muß diese Impedanznachbildung in dem Frequenzbereich von 0 bis 400 kHz optimiert sein.

5

Eine weitere systembedingte Anforderung an die Hybrid-Schaltung in einem SDSL-Übertragungssystem ist ein Signal-Rausch-Abstand von mindestens 90 dB. Des weiteren soll die Verlustleistung der Hybrid-Schaltung möglichst gering sein.

10

Aus dem Stand der Technik sind verschiedene Schaltungsanordnungen zur analogen Echounterdrückung bekannt.

So wird beispielsweise in "A CMOS Analog Front-End IC for DMT ADSL", C. Conroy et al., 1999 IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 99, Session 14, Paper TP 14.2, vorgeschlagen, zwei identische Sendesignalpfade zu implementieren, wobei der erste Sendesignalpfad für das primäre Sendesignal und der zweite Sendesignalpfad zur Nachbildung der Echospannung verwendet wird, um diese anschließend Systemen mit analoger Echounterdrückung zuführen zu können.

In "An Integrated Adaptive Analog Balancing Hybrid for Use in (A)DSL Modems", F. Pécourt et al., 1999 IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 99, Session 14, Paper TP 14.8, wird vorgeschlagen, das am jeweils interessierenden Punkt der Übertragungsleitung auftretende Sendesignal dadurch nachzubilden, daß das von dem Leitungstreiber der jeweiligen Kommunikationsvorrichtung erzeugte Sendesignal mit Hilfe eines integrierten aktiven Filters gefiltert wird. Das Filter erzeugt eine Nachbildung des im Empfangssignalpfad auftretenden Echos, so daß durch eine anschließende Subtraktion des Ausgangssignals des Filters von dem Empfangssignal der entsprechenden Hybrid-Schaltung eine Echounterdrückung für das Empfangssignal erzielt werden kann.

Schließlich ist aus "A 25kft 768Kb/s CMOS Transceiver for Multiple Bit-Rate DSL", M. Moyal et al., 1999 IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 99, Session 14, Paper TP 14.4 eine gattungsgemäße

5 Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung bekannt. In dieser Druckschrift wird eine Hybrid-Schaltung vorgeschlagen, bei der die Übertragungsstrecke durch ein skaliertes Impedanzmodell, eine sogenannte Replika, nachgebildet wird. Teile dieser Replika sind chipextern

10 aufgebaut. Des weiteren wird in dieser Druckschrift vorgeschlagen, die Haupt- und Streuinduktivität des Übertragers chipintern durch skalierte Induktivitäten nachzubilden, wobei diese Induktivitäten durch sogenannte Gyrotoren realisiert sind. Unter Gyrotoren werden allgemein

15 aktive Schaltungen mit beispielsweise Operationsverstärkern und Kondensatoren verstanden, die ohne Verwendung einer Induktivität diese simulieren. Bridge Taps werden durch ein chipinternes RLC-Netzwerk ("Replika") nachgebildet, wobei auch in diesem Fall die Induktivität durch eine Gyrotor-

20 Schaltung realisiert ist.

Die zuvor beschriebenen Lösungen zur Nachbildung des Sendesignals, bezogen auf diejenige Stelle des Übertragungssystems, an der die Subtraktion vom

25 Empfangssignal durchgeführt werden soll, weisen verschiedene Nachteile auf. Bei der oben beschriebenen ersten Lösung ist ein erheblicher schaltungstechnischer Aufwand erforderlich, da der gesamte Sendesignalpfad zweimal realisiert werden muß. Eine Fehlanpassung ("Mismatch") zwischen den beiden

30 Sendesignalpfaden hat eine unzureichende Echounterdrückung zur Folge. Bei der zuvor beschriebenen zweiten Lösung ist das zur Filterung des Sendesignals vorgesehene aktive Filter über den gesamten Frequenzbereich aktiv. Es ist ein erheblicher Stromverbrauch erforderlich, um das Rauschen in einem

35 vertretbaren Rahmen zu halten. Bei der zuvor beschriebenen dritten Lösung sind hingegen die Gyrotoren über den gesamten Frequenzbereich aktiv. Auch hier ist ein sehr hoher

Stromverbrauch erforderlich, um das Rauschen in einem vertretbaren Rahmen zu halten.

Der vorliegenden Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung, insbesondere zur Kombination mit einer Hybrid-Schaltung, vorzuschlagen, bei der die zuvor beschriebenen Nachteile nicht auftreten und eine zufriedenstellende analoge Echounterdrückung mit geringem Aufwand erzielt werden kann.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch eine Schaltungsanordnung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst. Die Unteransprüche definieren jeweils bevorzugte und vorteilhafte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung umfaßt erste Schaltungsmittel zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke, wobei diese ersten Schaltungsmittel insbesondere durch ein passives RC-Netzwerk realisiert sein können. Des weiteren umfaßt die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zweite Schaltungsmittel zur Nachbildung des Verhaltens des Übertragers, wobei diese zweiten Schaltungsmittel einen oder mehrere Tiefpässe beliebiger Ordnung umfassen, denen als Eingangssignal direkt das von der Kommunikationsvorrichtung übertragene Sendesignal, d.h. das Ausgangssignal des entsprechenden Leitungstreibers, oder ein entsprechendes Signal der ersten Schaltungsmittel zugeführt sind. Darüber hinaus erfaßt die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung dritte Schaltungsmittel, die insbesondere in Form eines Addierers ausgestaltet sein können, um ein an dem Übertrager abgegriffenes Signal (Gesamtssignal), welches sich aus einem Empfangssignalanteil und einem Sendesignalanteil zusammensetzt, durch ein Signal der ersten Schaltungsmittel und ein Signal der zweiten Schaltungsmittel zu korrigieren und somit das Empfangssignal mit unterdrücktem Echo zu erhalten.

Das Verhalten von eventuell vorgesehenen Bridge Taps der Übertragungsstrecke kann durch einen Bandpaß oder mehrere parallel geschaltete Bandpässe nachgebildet werden, denen als Eingangssignal entweder direkt das Sendesignal oder ein
5 entsprechendes Signal der ersten Schaltungsmittel zugeführt wird. Die Bandpässe sind wie die Tiefpässe ausgangsseitig mit dem Addierer verbunden.

Besonders vorteilhaft ist, wenn zur Nachbildung des
10 Verhaltens des Übertragers zwei parallel geschaltete Tiefpässe verwendet werden, wobei der eine Tiefpaß ein Tiefpaß erster Ordnung und der andere Tiefpaß ein Tiefpaß zweiter Ordnung ist. Alle dem Addierer zugeführten Spannungen oder Signale, d.h. insbesondere die Ausgangssignale der Tief-
15 und Bandpässe, können mit entsprechenden Faktoren, d.h. mit entsprechenden positiven oder negativen reellen Zahlen, gewichtet werden, wobei insbesondere bei Verwendung von zwei parallel geschalteten Tiefpässen die Nachbildung des Verhaltens des Übertragers vorteilhaft ist, wenn für die
20 Gewichtungsfaktoren c_1 und c_2 der beiden Tiefpässe die folgende Beziehung gilt: $c_2 = 1 - c_1$.

Um die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung jeweils adaptiv an die jeweils verwendete Übertragungsstrecke anzupassen,
25 sind nicht nur die Gewichtungsfaktoren vorteilhafterweise variabel ausgestaltet, sondern es können unmittelbar Betriebsparameter der Tief- und Bandpässe, wie beispielsweise die Grenzfrequenzen der Tief- und Bandpässe und die Güte der Bandpässe, adaptiv an die Übertragungsstrecke angepaßt
30 werden.

Beim Aufbau der Kommunikation über die Übertragungsstrecke werden die optimalen Parameter der Tief- und Bandpässe adaptiv durch den Digitalteil des jeweils verwendeten Chips
35 bestimmt. Eine vorteilhafte Realisierung der Schaltung ist, die einstellbaren Tief- und Bandpässe sowie den Addierer innerhalb einer integrierten Schaltung zu realisieren, jedoch

die ersten Schaltungsmittel, d.h. die Replika, zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke, extern aufzubauen. Dies hat verschiedene Vorteile. Zum einen können die Tief- und Bandpässe durch einen ebenfalls integrierten Digitalteil adaptiv auf die Übertragungsstrecke eingestellt werden, ohne daß Pins für die Steuersignale benötigt werden. Zum anderen lassen sich die Tief- und Bandpässe sowie der Addierer gut durch integrierte Operationsverstärkerschaltungen realisieren. Des weiteren müssen die Widerstände der Replika der Übertragungsstrecke möglichst gering gewählt werden, um das Rauschen zu minimieren. Dies macht relativ große Kapazitäten erforderlich, deren Integration unwirtschaftlich wäre. Ein weiterer Grund für eine relativ niederohmige Replika der Übertragungsstrecke ist die Tatsache, daß diese Replika durch die Eingänge der Tief- und Bandpässe belastet wird. Schließlich würde eine extern aufgebaute Replika der Übertragungsstrecke auch dem Kunden ermöglichen, die für seinen Anwendungsfall jeweils optimale Beschaltung zu wählen.

Ein wesentlicher Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß die Nachbildung des Echos bezogen auf diejenige Stelle im Übertragungssystem, an der die Subtraktion vom Gesamtsignal durchgeführt werden soll, soweit wie möglich mit passiven Elementen durchgeführt wird. Diese sind hochlinear und rauscharm. Die Tief- und Bandpässe sind jeweils nur in einem kleinen Frequenzbereich wirksam und beeinflussen die Linearität und das Rauschen somit nur minimal. Gegenüber der eingangs beschriebenen ersten bekannten Lösung gemäß dem Stand der Technik weist die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung einen deutlich geringeren schaltungstechnischen Aufwand auf, da nicht der gesamte Sendesignalpfad ein zweites Mal realisiert werden muß. Die Nachbildung des Echosignals wird aus dem wirklichen Sendesignal abgeleitet, so daß eine Fehlanpassung zwischen den zwei Sendesignalarten keine Rolle spielen würde. Da die erfindungsgemäß vorgesehenen Tief- und Bandpässe jeweils nur

in einem kleinen Frequenzbereich wirksam sind, kann gegenüber den zuvor beschriebenen zweiten und dritten bekannten Lösungen des Stands der Technik ein deutlich geringerer Stromverbrauch erzielt werden.

- 5
- Insbesondere bei der Verwendung von Leitungstreibern, welche auf dem Prinzip einer Stromquelle basieren, sogenannte "Current-Mode"-Leitungstreiber, wird erfindungsgemäß vorteilhafterweise eine Replika des Leitungstreibers
- 10 eingesetzt, wobei das Ausgangssignal dieser Replika des Leitungstreibers bzw. ein zwischen der Replika des Leitungstreibers und der Replika der Übertragungsstrecke abgegriffenes Signal dem mindestens einen Tiefpaß als Eingangssignal zugeführt wird. Auf diese Weise kann auch bei
- 15 Verwendung eines "Current-Mode"-Leitungstreibers eine verbesserte Echodämpfung durch die Hybrid-Schaltung erzielt werden, so dass sich die Anforderungen an den nachfolgenden Analog/Digital-Wandler verringern.
- 20 Die vorliegende Erfindung eignet sich insbesondere zur analogen Echounterdrückung in Kombination mit einer Hybrid-Schaltung, wie sie in Kommunikationsvorrichtungen für ISDN- und xDSL-Übertragungssystemen, insbesondere SDSL-Übertragungssystemen, oder Gigabit Ethernet-
- 25 Übertragungssystemen etc., eingesetzt wird.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung näher erläutert.

- 30
- Figur 1 zeigt den Aufbau einer Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung,
- 35 Figur 2 zeigt den Aufbau einer Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung, und

Figur 3 zeigt den Aufbau einer Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung gemäß einem dritten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

5

- In Figur 1 ist eine Hybrid-Schaltung einer an eine Übertragungsstrecke 17, beispielsweise eine SDSL-Übertragungsstrecke, angeschlossenen Kommunikationsvorrichtung dargestellt. Wie an sich üblich ist, weist die Kommunikationsvorrichtung einen
- 10 Leitungstreiber 1 auf, der über Vorwiderstände R1 und R2 mit einem Übertrager 13 verbunden ist. Der Übertrager 13 stellt den Beginn der Übertragungsstrecke 17 dar. An die Übertragungsstrecke 17 sind Stichleitungen bzw. Bridge Taps
- 15 14 angeschlossen. Auf der Empfängerseite ist ebenfalls ein Übertrager 15 vorgesehen, der eingangsseitig an die Übertragungsstrecke 17 angeschlossen ist und ausgangsseitig mit einem Abschlußwiderstand 16 abgeschlossen ist.
- 20 Wie aus Figur 1 ersichtlich ist, liegt an dem in Figur 1 gezeigten Schaltungspunkt A die dem reinen Sendesignal entsprechende Ausgangsspannung des Leitungstreibers 1 an, während an dem ebenfalls in Figur 1 gezeigten Leitungspunkt B die Summe aus dem über die Übertragungsstrecke 17 empfangenen
- 25 Empfangssignal und dem über die Übertragungsstrecke 17 zu sendenden Sendesignal anliegt. Um das reine Empfangssignal zu gewinnen, muß somit der Sendesignalanteil, d.h. das Echo, von der am Schaltungspunkt B anliegenden Spannung bzw. dem Gesamtsignal subtrahiert werden. Zu diesem Zweck wird auf
- 30 nachfolgend beschriebene Art und Weise eine Spannung erzeugt, die möglichst genau der Echospannung am Punkt B entspricht.

- An den Punkt A ist eine Schaltung ("Replika") des Sendesignalpfads angeschlossen, welche das Verhalten des
- 35 Sendesignalpfads nachbildet. Diese Replika umfaßt Widerstände R3 und R4, welche eine Replika der Widerstände R1 und R2 darstellen, sowie ein RC-Netzwerk 8, welches eine Replika der

Übertragungsstrecke 17 darstellt. Das RC-Netzwerk wird so dimensioniert, daß die Eingangsimpedanz am Punkt B der Eingangsimpedanz einer typischen langen Übertragungsstrecke ohne Bridge Taps entspricht. Die am Punkt D auftretende
5 Spannung entspricht in erster Näherung der am Punkt B anliegenden Echospannung.

Um an einem Schaltungspunkt C das Empfangssignal mit einem stark reduzierten Echoanteil zu halten, wird die am Punkt B
10 anliegende Spannung einem Addierer 2 zugeführt, welcher davon die am Punkt D anliegende Spannung subtrahiert, wobei beide Spannungen durch Einrichtungen 7 bzw. 18 mit Faktoren d bzw. a gewichtet werden können. Bei dieser Vorgehensweise ist
jedoch das Verhalten des Übertragers 13 und der Bridge Taps
15 14 noch nicht berücksichtigt.

Der Übertrager 13 stellt mit seiner Haupt- und Streuinduktivität einen Bandpaß dar, dessen Nullstelle durch die Hauptinduktivität und dessen Polstelle durch die
20 Streuinduktivität bestimmt wird. Die Nachbildung der Hauptinduktivität ist somit durch einen Hochpaß möglich, wobei das Verhalten eines Hochpasses demjenigen eines invertierten Tiefpasses entspricht. Um bei der in Figur 1 gezeigten Schaltungsanordnung das Verhalten des Übertragers
25 13 zu berücksichtigen, ist ein Tiefpaß 3 (LP1) vorgesehen, dem als Eingangsspannung die am Punkt D anliegende Spannung zugeführt ist, wobei das Ausgangssignal des Tiefpasses 3 dem Addierer 2 zugeführt ist. Der Addierer 2 subtrahiert von der Spannung am Punkt D die Ausgangsspannung des Tiefpasses 3, so
30 daß nur die daraus resultierende Differenzspannung von der am Punkt B anliegenden Spannung subtrahiert wird. Die Schaltung kann weiter dadurch verbessert werden, daß zu dem Tiefpaß 3 mindestens ein weiterer Tiefpaß 4 (LPn) parallel geschaltet wird, dessen Ausgangsspannung ebenfalls von dem Addierer 2
35 von der Spannung am Punkt D subtrahiert wird. Die Ausgänge der Tiefpässe 3-4 sind vorzugsweise mit Hilfe von Einrichtungen 5-6 mit Faktoren c1-cn gewichtet. Ebenso sind

die Grenz- oder Knickfrequenzen der Tiefpässe 3, 4 vorzugsweise einstellbar, so daß die Schaltung an verschiedene Übertragertypen angepaßt werden kann.

- 5 An die Übertragungsstrecke 17 angeschlossene Bridge Taps 14 bewirken im Impedanzverlauf über die Frequenz am Punkt B lokale Minima und Maxima, die davon abhängen, wie weit das offene Leitungsende vom Eingang in der Relation zur Wellenlänge entfernt ist ($[2 \cdot n + 1] \cdot \lambda / 4 = \text{Minima}$, $[n + 1] \cdot \lambda / 2$
10 $= \text{Maxima}$, $n = 0 \dots \infty$). Die Bridge Taps 14 können somit durch die additive Überlagerung der Frequenzgänge von Bandpaßfiltern mit dem Signal am Punkt D nachgebildet werden. Bei der in Figur 1 gezeigten Schaltungsanordnung sind daher Bandpässe 9, 10 vorgesehen, denen als Eingangsspannung die am
15 Punkt D anliegende Spannung zugeführt wird. Die Ausgangsspannungen der Bandpässe 9, 10 sind wiederum dem Addierer 2 zugeführt, der diese Ausgangsspannungen von der am Punkt B abgegriffenen Spannung subtrahiert. Die Schaltungsanordnung kann weiter verbessert werden, wenn die
20 Ausgangsspannungen der Bandpässe 9-10 durch entsprechende Einrichtungen 11-12 mit Faktoren b_1 - b_n gewichtet werden. Die Bandpässe 9, 10 sind vorzugsweise in ihrer Güte, Grenz- bzw. Knickfrequenz und Verstärkung einstellbar, um sie an die jeweiligen Leitungen anpassen zu können.

- 25 Bei der in Figur 1 gezeigten Schaltungsanordnung entspricht die Eingangsspannung der Tief- und Bandpässe jeweils der am Punkt D abgegriffenen Spannung, welche der Sendespannung des Leitungstreibers 1, d.h. der am Punkt A anliegenden Spannung,
30 nachgebildet ist. Selbstverständlich kann den Tief- und Bandpässen als Eingangsspannung auch direkt die Sendespannung des Leitungstreibers 1, d.h. die am Punkt A anliegende Spannung, zugeführt sein, wobei die Tief- und Bandpässe nicht das gleiche Eingangssignal haben müssen.

- 35 In Figur 2 ist eine Hybrid-Schaltung gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung dargestellt,

wobei die den in Figur 1 gezeigten Komponenten entsprechenden Bauteile mit denselben Bezugszeichen versehen sind.

Wie aus Figur 2 ersichtlich ist, wird das Sendesignal nicht nur am Punkt A, sondern auch am Punkt B abgegriffen. Die Replika 8 der Übertragungsstrecke ist somit über Widerstände R3 und R4 bzw. R5 und R6 sowohl an den Punkt A als auch an den Punkt B angeschlossen. Diese Schaltungsanordnung eignet sich insbesondere für die Verwendung einer sogenannten "Synthesized Impedance", um das reine Sendesignal in die Replika einzuspeisen. Vom Übertrager 13 aus zu dem Leitungstreiber 1 betrachtet, ist die Eingangsimpedanz durch die Serienschaltung der Vorwiderstände R1 und R2 multipliziert mit dem Übertragungsverhältnis des Übertragers 13 definiert. Eine Verkleinerung der Widerstände R1 und R2 kann aktiv durch den Leitungstreiber 1 nachgebildet werden, indem seine Ausgangsspannung kontinuierlich gemessen wird, um einen entsprechenden Strom einzuprägen. Diese Vorgehensweise wird als "Synthesized Impedance" bezeichnet und hat einen verbesserten Wirkungsgrad zur Folge.

Allgemein kann der Einfluß der Streuinduktivität des Übertragers 13 durch eine Parallelschaltung von Kapazitäten zu denjenigen Widerständen, welche die Vorwiderstände R1 und R2 nachbilden, und/oder durch eine entsprechende Dimensionierung der Replika 8 der Übertragungsstrecke nachgebildet werden. Bei der in Figur 2 gezeigten Schaltungsanordnung sind aus diesem Grund Kapazitäten C3-C6 parallel zu den Widerständen R3-R6 geschaltet, um den Einfluß der Streuinduktivität des Übertragers 13 nachzubilden.

Vorzugsweise wird zur Nachbildung der Hauptinduktivität des Übertragers 13 die Parallelschaltung von zwei Tiefpässen verwendet, wobei der eine Tiefpaß ein Tiefpaß erster Ordnung und der andere Tiefpaß ein Tiefpaß zweiter Ordnung ist. Die Ausgangsspannungen der beiden Tiefpässe werden mit Faktoren

13

c1 bzw. c2 gewichtet, wobei vorzugsweise das Verhältnis gilt:
 $c2 = 1 - c1$.

5 Bei der in Figur 2 gezeigten Schaltung sind die in Figur 1 dargestellten Gewichtungseinrichtungen 5-7, 11, 12 und 18 durch entsprechende Widerstandsschaltungen realisiert. Der Addierer 2 ist in Form einer Verstärkerschaltung mit variablen Rückkopplungswiderständen realisiert.

10 Eine Vereinfachung der Schaltung ergibt sich bei Verwendung eines Übertragers 13 mit einer sogenannten "Sense Winding". Dabei handelt es sich um eine zusätzliche Windung, welche der Übertrager 13 auf der dem Leitungstreiber 1 zugewandten Seite aufweist. In diesem Fall muß die Streuinduktivität des
15 Übertragers 13 nicht berücksichtigt werden, wobei das Gesamtsignal nicht am Punkt B, sondern direkt an der "Sense Winding" des Übertragers 13 abgegriffen wird.

Bei drahtgebundenen Kommunikationssystemen hoher Datenrate,
20 z.B. dem Kommunikationssystem Gigabit Ethernet 1000Base-T, wird anstelle eines als Spannungsquelle arbeitenden Leitungstreibers häufig ein sogenannter "Current-Mode"-Leitungstreiber, d.h. ein als Stromquelle arbeitender Leitungstreiber, eingesetzt. In diesem Fall empfiehlt es
25 sich, die in Fig. 1 und Fig. 2 gezeigten Ausführungsbeispiele wie in Fig. 3 gezeigt abzuwandeln.

Wie in Fig. 3 gezeigt ist, wird eine Replika 19 des "Current-Mode"-Leitungstreibers 1 verwendet. Der Leitungstreiber 1 ist
30 mit dem Übertrager 13, der den Beginn der Übertragungsstrecke 17 darstellt, verbunden. Parallel zu dem Übertrager 13 ist ein Widerstand R7 geschaltet, der als Leitungsabschlusswiderstand wirkt. Dieser Leitungsabschlusswiderstand R7 kann eventuell auch aktiv
35 durch den Leitungstreiber 1 nachgebildet werden und entfällt dann als Bauteil.

Zur Nachbildung des Leitungsabschlusswiderstands R7 (soweit vorhanden) ist ein Widerstand R8 vorgesehen, welcher parallel zu der Replika 8 der Übertragungsstrecke 17 und der Replika 19 des Leitungstreibers 1 geschaltet ist. Der Widerstand R8
5 kann auch in die Replika 8 der Übertragungsstrecke 17 integriert werden und ist dann nicht mehr als separates Bauteil vorhanden.

Die Replika 19 des Leitungstreibers 1 bildet das Verhalten
10 des Leitungstreibers 1 möglichst exakt nach, wobei gegebenenfalls auch eine skalierte Nachbildung möglich ist, und empfängt dieselben Sendedaten wie der Leitungstreiber 1. Auf diese Weise wird von der Replika 19 des Leitungstreibers 1 ein Signal in die Parallelschaltung aus dem Widerstand R8
15 und der Replika 8 der Übertragungsstrecke 17 eingespeist, welches identisch zu dem Sendesignal des Leitungstreibers 1 ist. Die Spannung am Punkt D entspricht in erster Näherung der Echospannung am Punkt A (= Punkt B), wobei das Verhalten des Übertragers 13 sowie der Bridge Taps 14 noch nicht
20 berücksichtigt ist. Wie bei den in Fig. 1 und Fig. 2 gezeigten Ausführungsbeispielen ist zur Berücksichtigung des Verhaltens des Übertragers 13 mindestens ein Tiefpaß 3,4 und zur Berücksichtigung der Bridge Taps 14 mindestens ein Bandpaß 9, 10 vorgesehen, denen jeweils die am Punkt D
25 anliegende Spannung als Eingangssignal zugeführt ist.

Die Komponenten der in Fig. 3 gezeigten Schaltungsanordnung, welche bereits in Fig. 1 oder Fig. 2 gezeigt sind, entsprechen den in Fig. 1 und Fig. 2 gezeigten Komponenten,
30 so daß diesbezüglich sowie bezüglich der Funktionsweise der in Fig. 3 gezeigten Schaltungsanordnung auf die obigen Erläuterungen zu Fig. 1 und Fig. 2 verwiesen werden kann.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur analogen Echounterdrückung für
das Empfangssignal einer über einen Übertrager an eine
5 Übertragungsstrecke angeschlossenen
Kommunikationsvorrichtung,
mit ersten Schaltungsmitteln (8) zur Nachbildung des
Verhaltens der Übertragungsstrecke (17),
mit zweiten Schaltungsmitteln (3, 4) zur Nachbildung des
10 Verhaltens des Übertragers (13), und
mit dritten Schaltungsmitteln (2) zur Korrektur eines an dem
Übertrager (13) abgegriffenen Signals, welches einen
Empfangssignalanteil und einen Sendesignalanteil der
Kommunikationsvorrichtung umfaßt, durch ein Signal der ersten
15 Schaltungsmittel (8) und ein Signal der zweiten
Schaltungsmittel (3, 4), um den Empfangssignalanteil mit
unterdrücktem Sendesignalanteil zu erhalten,
dadurch gekennzeichnet,
daß die zweiten Schaltungsmittel mindestens einen Tiefpaß (3,
20 4) umfassen, dem als Eingangssignal ein Signal zugeführt ist,
welches dem von der Kommunikationsvorrichtung über die
Übertragungsstrecke (17) zu übertragenden Sendesignal
entspricht.
- 25 2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Kommunikationsvorrichtung einen Leitungstreiber (1)
und zwischen den Leitungstreiber (1) und den Übertrager (13)
geschaltete passive Bauelemente (R1, R2) umfaßt,
30 wobei die ersten Schaltungsmittel (8) zwischen dem
Leitungstreiber (1) und den passiven Bauelementen (R1, R2)
angeschlossen sind.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2,
35 dadurch gekennzeichnet,
daß das zu korrigierende Signal, welches den
Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt,

zwischen den passiven Bauelementen (R1, R2) und dem Übertrager (13) abgegriffen und den dritten Schaltungsmitteln (2) zugeführt ist.

- 5 4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Übertrager (13) eine zusätzliche Windung aufweist, wobei das zu korrigierende Signal, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, an
10 dieser zusätzlichen Windung abgegriffen und den dritten Schaltungsmitteln (2) zugeführt ist.
5. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 2-4, dadurch gekennzeichnet,
15 daß die ersten Schaltungsmittel einen ersten Schaltungsabschnitt (R3, R4) zur Nachbildung des Verhaltens der passiven Bauelemente (R1, R2) und einen zweiten Schaltungsabschnitt (8) zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) umfassen.
- 20 6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Schaltungsabschnitt Widerstände (R3, R4) zur Nachbildung des Verhaltens der als Vorwiderstände (R1, R2) ausgestalteten passiven Bauelemente umfaßt.
25
7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Schaltungsabschnitt (8) ein passives Netzwerk zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17)
30 umfaßt.
8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet,
35 daß der zweite Schaltungsabschnitt (8) ein passives RC-Netzwerk zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) umfaßt.

9. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 5-8,
dadurch gekennzeichnet,
daß dem mindestens einen Tiefpaß (3, 4) der zweiten
5 Schaltungsmittel als Eingangssignal das Sendesignal des
Leitungstreibers (1) oder ein zwischen dem ersten
Schaltungsabschnitt (R3, R4) und dem zweiten
Schaltungsabschnitt (8) der ersten Schaltungsmittel
abgegriffenes Signal zugeführt ist.

10

10. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 5-9,
dadurch gekennzeichnet,
daß den dritten Schaltungsmitteln (2) das zu korrigierende
Signal, welches den Empfangssignalanteil und den
15 Sendesignalanteil umfaßt, das Ausgangssignal des mindestens
einen Tiefpasses (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel und das
zwischen dem ersten Schaltungsabschnitt (R3, R4) und dem
zweiten Schaltungsabschnitt (8) der zweiten Schaltungsmittel
abgegriffene Signal zugeführt ist,

20

wobei die dritten Schaltungsmittel (2) derart ausgestaltet
sind, daß sie zu dem zu korrigierenden Signal, welches den
Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, das
Ausgangssignal des mindestens einen Tiefpasses (3, 4) der
zweiten Schaltungsmittel hinzuaddieren und davon das zwischen
25 dem ersten Schaltungsabschnitt (R3, R4) und dem zweiten
Schaltungsabschnitt (8) der ersten Schaltungsmittel
abgegriffenes Signal subtrahieren, um den
Empfangssignalanteil mit unterdrücktem Sendesignalanteil zu
erhalten.

30

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6 und einem der
vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß den Widerständen (R3, R4) des ersten Schaltungsabschnitts
35 der ersten Schaltungsmittel jeweils ein Kondensator (C3, C4)
parallel geschaltet ist.

12. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 5-11,
dadurch gekennzeichnet,
daß der erste Schaltungsabschnitt (R3-R6, C3-C6) sowohl
zwischen dem Leitungstreiber (1) und den passiven
5 Bauelementen (R1, R2) als auch zwischen den passiven
Bauelementen (R1, R2) und dem Übertrager (13) angeschlossen
ist.
13. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden
10 Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß das zu korrigierende Signal, welches den
Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, den
dritten Schaltungsmitteln (2) über eine
15 Gewichtungseinrichtung (18) mit einem variablen
Gewichtungsfaktor (a) zugeführt ist.
14. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden
Ansprüche,
20 dadurch gekennzeichnet,
daß das von den ersten Schaltungsmitteln (8) den dritten
Schaltungsmitteln (2) zugeführte Signal über eine
Gewichtungseinrichtung (7) mit einem variablen
Gewichtungsfaktor (7) zugeführt ist.
- 25 15. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden
Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß das mindestens eine Ausgangssignal des mindestens einen
30 Tiefpasses (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel über eine
Gewichtungseinrichtung (5, 6) mit einem variablen
Gewichtungsfaktor (c1, cn) den dritten Schaltungsmitteln (2)
zugeführt ist.
- 35 16. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden
Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

daß die zweiten Schaltungsmittel mindestens zwei parallel geschaltete Tiefpässe (3, 4) umfassen, deren Ausgangssignale jeweils den dritten Schaltungsmitteln (2) zur Addition zu dem zu korrigierenden Signal, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, zugeführt sind, und daß der eine Tiefpaß (3) ein Tiefpaß erster Ordnung und der andere Tiefpaß (4) ein Tiefpaß zweiter Ordnung ist.

17. Schaltungsanordnung nach Anspruch 15 und Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß für die Gewichtungsfaktoren der den beiden Tiefpässen (3, 4) zugewiesenen Gewichtungseinrichtungen (5, 6) die Beziehung $c_2 = 1 - c_1$ gilt, wobei c_1 der dem einen Tiefpaß (3) zugeordnete Gewichtungsfaktor und c_2 der dem anderen Tiefpaß (4) zugeordnete Gewichtungsfaktor ist.

18. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein Parameter, insbesondere die Grenzfrequenz, des mindestens einen Tiefpasses (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel variabel einstellbar ist.

19. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß vierte Schaltungsmittel (9, 10) zur Nachbildung des Verhaltens von an die Übertragungsstrecke (17) angeschlossenen Stichleitungen (14) vorgesehen sind, wobei ein Signal der vierten Schaltungsmittel (9, 10) den dritten Schaltungsmitteln (2) zur Korrektur des Signals, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, zugeführt ist.

20. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5 und Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet,

20

- daß die vierten Schaltungsmittel mindestens einen Bandpaßfilter (9, 10) umfassen, dem als Eingangssignal das Sendesignal des Leitungstreibers (1) oder ein zwischen dem ersten Schaltungsabschnitt (R3, R4) und dem zweiten Schaltungsabschnitt (8) der ersten Schaltungsmittel abgegriffenes Signal zugeführt ist.

21. Schaltungsanordnung nach Anspruch 20, dadurch gekennzeichnet, daß die vierten Schaltungsmittel mehrere parallel geschaltete Bandpaßfilter (9, 10) umfassen.

22. Schaltungsanordnung nach Anspruch 20 oder 21, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des mindestens einen Bandpaßfilters (9, 10) über eine Gewichtungseinrichtung (11, 12) mit einem variablen Gewichtungsfaktor (b_1 , b_n) den dritten Schaltungsmitteln (2) zugeführt ist.

23. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 20-22, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des mindestens einen Bandpaßfilters (9, 10) den dritten Schaltungsmitteln (2) zur Subtraktion von dem zu korrigierenden Signal, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, zugeführt ist.

24. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 20-23, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein Parameter, insbesondere die Güte, die Grenzfrequenz und/oder die Verstärkung, des mindestens einen Bandpaßfilters (9, 10) der vierten Schaltungsmittel variabel einstellbar ist.

25. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 19-24, dadurch gekennzeichnet,

daß die zweiten Schaltungsmittel (3, 4), die dritten Schaltungsmittel (2) und die vierten Schaltungsmittel (9, 10) auf einem gemeinsamen Chip vorgesehen sind, während die ersten Schaltungsmittel (8) extern von dem Chip vorgesehen sind.

26. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 oder 13-25,

dadurch gekennzeichnet,

- 10 daß die Kommunikationsvorrichtung einen Leitungstreiber (1) zur Erzeugung des Sendesignals umfaßt, und
daß vierte Schaltungsmittel (19) zur Nachbildung des Verhaltens des Leitungstreibers (1) vorgesehen sind, wobei dem mindestens einen Tiefpaß (3, 4) der zweiten
15 Schaltungsmittel als Eingangssignal ein von den vierten Schaltungsmitteln (19) erzeugtes und dem Sendesignal des Leitungstreibers (1) entsprechendes Signals zugeführt ist.

27. Schaltungsanordnung nach Anspruch 26,

20 dadurch gekennzeichnet,

daß der Leitungstreiber (1) ein nach dem Prinzip einer Stromquelle arbeitender Leitungstreiber (1) ist.

28. Schaltungsanordnung nach Anspruch 26 oder 27,

25 dadurch gekennzeichnet,

daß die vierten Schaltungsmittel (19) zur Nachbildung des Verhaltens des Leitungstreibers (1) mit den ersten Schaltungsmitteln (8) zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) gekoppelt sind, und

- 30 daß dem mindestens einen Tiefpaß (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel als Eingangssignal ein zwischen den vierten Schaltungsmitteln (19) und den ersten Schaltungsmitteln (8) abgegriffenes Signal zugeführt ist.

- 35 29. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 26-28, dadurch gekennzeichnet,

- daß die Kommunikationsvorrichtung ein zwischen den Leitungstreiber (1) und den Übertrager (13) geschaltetes passive Bauelement (R7) umfaßt, wobei das zu korrigierende Signal, welches den
- 5 Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, zwischen dem Leitungstreiber (1) und dem passiven Bauelement (R7) abgegriffen und den dritten Schaltungsmitteln (2) zugeführt ist.
- 10 30. Schaltungsanordnung nach Anspruch 29, dadurch gekennzeichnet, daß die ersten Schaltungsmittel einen ersten Schaltungsabschnitt (R8) zur Nachbildung des Verhaltens des passiven Bauelements (R7) und einen mit dem ersten
- 15 Schaltungsabschnitt (R8) gekoppelten zweiten Schaltungsabschnitt (8) zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) umfassen, und daß dem mindestens einen Tiefpaß (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel ein zwischen den vierten Schaltungsmitteln
- 20 (19) und dem ersten Schaltungsabschnitt (R8) der ersten Schaltungsmittel abgegriffenes Signal zugeführt ist.
31. Schaltungsanordnung nach Anspruch 30, dadurch gekennzeichnet,
- 25 daß den dritten Schaltungsmitteln (2) das zu korrigierende Signal, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, das Ausgangssignal des mindestens einen Tiefpasses (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel und das zwischen den vierten Schaltungsmitteln (19) und dem ersten
- 30 Schaltungsabschnitt (R8) der ersten Schaltungsmittel abgegriffene Signal zugeführt ist, wobei die dritten Schaltungsmittel (2) derart ausgestaltet sind, daß sie zu dem zu korrigierenden Signal, welches den Empfangssignalanteil und den Sendesignalanteil umfaßt, das
- 35 Ausgangssignal des mindestens einen Tiefpasses (3, 4) der zweiten Schaltungsmittel hinzuaddieren und davon das zwischen den vierten Schaltungsmitteln (19) und dem ersten

23

Schaltungsabschnitt (R8) der ersten Schaltungsmittel abgegriffenes Signal subtrahieren, um den Empfangssignalanteil mit unterdrücktem Sendesignalanteil zu erhalten.

5

32. Schaltungsanordnung nach Anspruch 30 oder 31, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Schaltungsabschnitt (8) der ersten Schaltungsmittel ein passives Netzwerk zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) umfaßt.

10

33. Schaltungsanordnung nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Schaltungsabschnitt (8) der ersten Schaltungsmittel ein passives RC-Netzwerk zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) umfaßt.

15

34. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 30-33, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Schaltungsabschnitt der ersten Schaltungsmittel einen Widerstand (R8) zur Nachbildung des Verhaltens des als Widerstand (R7) ausgestalteten passiven Bauelements umfaßt.

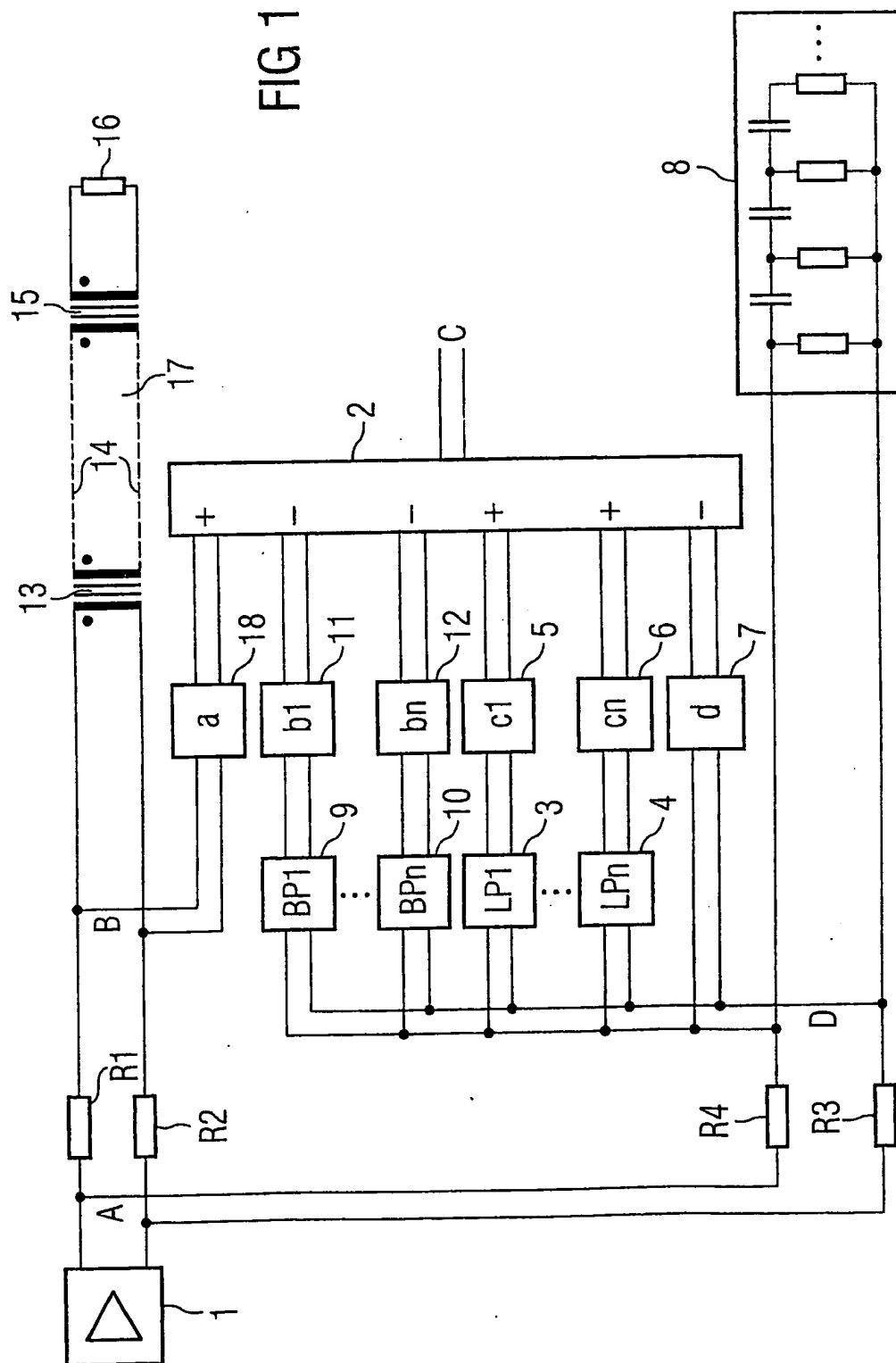
20

35. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 30-34, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Schaltungsabschnitt (R8) zur Nachbildung des Verhaltens des passiven Bauelements (R7) in den zweiten Schaltungsabschnitt (8) zur Nachbildung des Verhaltens der Übertragungsstrecke (17) integriert ist.

25

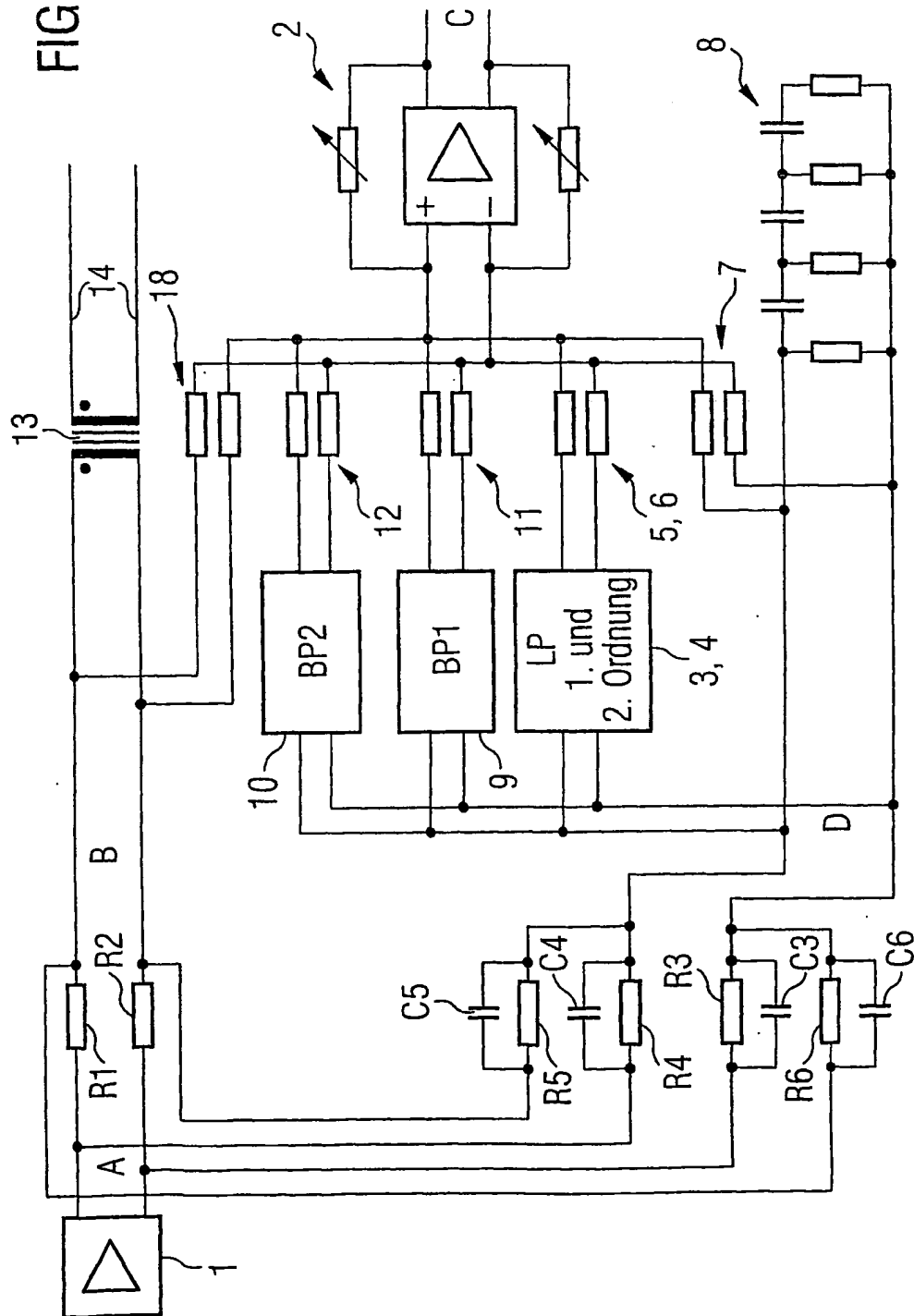
30

FIG 1



2/3

FIG 2



3/3

FIG 3

